

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭60-93325

⑬ Int.Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 昭和60年(1985)5月25日

G 01 K 7/36

7269-2F

審査請求 未請求 発明の数 1 (全5頁)

⑮ 発明の名称 温度検出装置

⑯ 特 願 昭58-200510

⑰ 出 願 昭58(1983)10月26日

⑱ 発 明 者 井 出 上 和 夫 広島市西区観音新町4丁目6番22号 三菱重工業株式会社
広島研究所内

⑲ 発 明 者 大 屋 正 志 広島市西区観音新町4丁目6番22号 三菱重工業株式会社
広島研究所内

⑳ 出 願 人 三菱重工業株式会社 東京都千代田区丸の内2丁目5番1号

㉑ 復代理人 弁理士 鈴江 武彦 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

温 度 検 出 装 置

2. 特許請求の範囲

被温度測定導体に対向して設置される検出コイルと、この検出コイルのインピーダンス変化を電圧変化として導出するブリッジ回路と、このブリッジ回路へ周波数可変の電圧を供給する交流電源と、この交流電源の出力電圧と上記ブリッジ回路の出力電圧との位相差を検出する位相計と、この位相計で検出される位相差が零となるように上記交流電源の出力周波数を制御する周波数制御器とから構成された温度検出装置。

3. 発明の詳細な説明

本発明は、渦電流方式の温度検出装置に係り、特に被温度測定導体と検出コイルとのギャップが変化しても温度変化が生じない温度検出装置に関する。

渦電流を利用した温度検出装置は、非接触でしかも雰囲気の影響を受けることなく使用できる特徴

があり、例えば圧延機のロールの温度検出等に用いられている。第1図は従来の渦電流方式の温度検出装置を示すブロック図であり、1は金属板等の導体からなる測定対象であり、2はこの測定対象1とギャップdを有して配置された検出コイル、3は検出コイル2のインピーダンス変化を電圧変化として導出するブリッジ回路、4はブリッジ回路3の交流電源、5はブリッジ回路3の出力電圧を増幅する増幅器、6は交流電源4の電圧を位相調整した信号を得る移相器、7は増幅器5の出力信号と移相器6からの移相された電圧による参照信号R_rとにより温度検出信号を得る位相整流回路である。

上記の如く構成された温度検出装置による温度測定法は、測定対象1の温度が変化すると測定対象1に流れる渦電流が変化し、これによって検出コイル2のインピーダンスが変化する。このインピーダンス変化をブリッジ回路3によって電圧信号に変換し、増幅器5で増幅して位相整流回路7で温度信号を得る。位相整流回路7

へ与えられる参照信号 R_f は、交流電源 4 からの電圧を移相器 6 によつて位相調整して得たものであり、この位相整流回路 7 における位相調整で測定対象 1 と検出コイル 2 とのギャップ d が変化したときによるドリフトを少なくするようにしている。以上の信号処理動作によつてギャップ d が一定であれば第 2 図 (a) に示すように温度 1 に対応した出力 v を得ることが可能となる。

しかし乍ら、ギャップ d の変化に対して第 2 図 (b) に示すように出力 v の変化は少なくすることができ、ギャップ d が変化すると第 2 図 (c) に示すように感度 dv/dT が変化するという問題がある。

即ち、第 3 図に示すように温度 T によつて変化するインピーダンススペクトルとギャップ d によつて変化するインピーダンススペクトルとが直交する周波数 f を予じめ設定することによつて、温度 T が T_0 であれば温度 T によつて主に変化するリアクタンス成分 X の変化 dX/X が一定となるので、抵抗成分 R とリアクタンス成分 X との変

化比 dX/dR で生じるブリッジ回路 3 の出力電圧を位相整流して取出せば、ギャップ d の変化によるインピーダンス変化 dR/X によつて生じる成分を相殺することが可能となる。しかし、第 3 図から分かるようにギャップ d が $d_0 \rightarrow d_1$ と拡大して行くと、リアクタンス成分 X の変化分 dX は小さくなり、同一温度でも出力電圧が低下して感度低下となつてしまう。

本発明は上記事情に基づいてなされたもので、その目的とするところは、被温度測定導体と検出コイルとのギャップに変化が生じて感度変化が生じない渦電流方式の温度検出装置を提供することにある。

本発明による渦電流方式の温度検出装置は、被温度測定導体に対向して設置される検出コイルと、この検出コイルのインピーダンス変化を電圧変化として導出するブリッジ回路と、このブリッジ回路へ周波数可変の電源を供給する交流電源と、この交流電源の出力電圧と上記ブリッジ回路の出力電圧との位相差を検出する位相計と、この位相計

で検出される位相差が零となるように上記交流電源の出力周波数を制御する周波数制御器とを備え、上記被温度測定導体の温度変化による上記検出コイルの出力電圧の位相変化が常に零となるように上記検出コイルへ上記ブリッジ回路を介して印加する電圧の周波数を制御し、その周波数変化から温度検出を行なうことを特徴としている。

以下本発明による温度検出装置を第 4 図に示す一実施例に従い説明する。第 1 図と同一部分には同一符号を付してその詳細な説明は省略する。第 4 図において 1 は測定対象、2 は検出コイル、3 はブリッジ回路、4 は出力電圧の周波数が可変の交流電源、5 は増幅器、6 は移相器、7 はブリッジ回路 3 の出力電圧と交流電源 4 の出力電圧の位相を検出する位相計、10 は交流電源 4 の出力周波数を制御するためのコントローラである。

次に上記の如く構成された本実施例の動作について説明する。先づ、第 4 図において、検出

コイル 2 が測定対象 1 から十分離れた位置で、ブリッジ回路 3 を図示しないバランス回路により平衡を得ると、ブリッジ回路 3 の出力電圧 e_0 は次式で表わすことができる。

$$e_0 = \frac{E_1}{4} \left(\frac{dX}{X} - j \frac{dR}{X} \right)$$

ただし、 $j^2 = -1$

E_1 : ブリッジ回路 3 への供給電圧

X : 検出コイル 2 を測定対象 1 から離れたときの検出コイル 2 のリアクタンス成分値

dX : 検出コイル 2 のリアクタンス成分の変化分

dR : 検出コイル 2 の抵抗成分の変化分

上式において、 dX 、 dR は測定対象 1 の温度、検出コイル 2 と測定対象 1 間のギャップ d によつて変化し、また dX 、 dR の変化の様子は検出

コイル2へ加える交流電源8の出力周波数 f によつても変化する。温度測定においては測定対象1の温度変化に対して $4X$ の変化が最も大きくなるような出力周波数 f_0 が選択される。

以上の条件のもとで、検出コイル2と測定対象1が十分離れた位置にあつて、ブリッジ回路3の平衡をとると第5図に示すようにブリッジ回路3の出力電圧 e_0 は零となる。第5図のA点に示す。そこで測定対象1の温度が T_0 のとき、ギャップ d_0 で検出コイル2を設定すると、ブリッジ回路3の出力電圧 e_0 は、第5図の点Bの状態になる。ここで、測定対象1の温度が $4T$ だけ上昇すると、測定対象1の導電率が小さくなつて、測定対象1に流れる誘電流が減少する。この結果、主に検出コイル2のリアクタンス成分 $4X$ が増加し、ブリッジ回路3の出力電圧 e_0 は第5図の点Cのようになる。第5図の点Cの状態ではブリッジ回路3への供給電圧 E_1 の周波数を $4f$ だけ上昇すれば、第5図の点Bの状態にすることができるので、温度 T が T_0 の状態からのブ

リッジ回路3の出力電圧 e_0 とブリッジ回路3への供給電圧 E_1 との位相を位相計7で検出し、その位相角 θ に応じて、交流電源8の出力周波数 f をコントローラ10で制御すれば、周波数 f の変化から、測定対象1の温度を知ることができる。

なお、第4図において移相器6はブリッジ回路3への供給電圧 E_1 の位相をシフトすることによつてブリッジ回路3の出力電圧 e_0 との初期位相を合わせ、位相変化を検出し易くするものである。また第5図で ϕ は、ブリッジ回路3の初期位相角であり、主に温度変化によるリアクタンス成分 X の変化とギャップ d による抵抗成分 R の変化が直交するような周波数 f_0 によつて決まり、温度測定では $\phi = 0$ となる周波数 f を用いる。

次に上記の如くの動作を第3図を参照して説明する。先づ、検出コイル2のインピーダンス Z の変化を、(検出コイル2を測定対象1に近接させた場合のインピーダンス Z の変化)／

(検出コイル2単独のインピーダンス Z の変化)で表わすと第3図に示すようになる。即ち、第3図でインピーダンス軌跡は周波数 f の上昇で右回り方向、測定対象1の温度 T が上昇すると右回り方向となる。また、ギャップ d が大きくなると、インピーダンス軌跡は左方向に移動(原点1に近づく)する。そこで、温度変化によるリアクタンス成分 X の変化と、ギャップ d による抵抗成分 R の変化が直交するような周波数 f_0 を選定し、検出コイル2のギャップを d_0 、測定対象1の温度を T_0 とすると検出コイル2のインピーダンスは Z_0 となる。(第3図の状態Ⅰ)。

そこで、測定対象1の温度 T が $4T$ だけ上昇すると、検出コイル2のインピーダンスは $Z_0 + 4Z$ となる。(第3図の状態Ⅱ)この状態で周波数 f を $4f$ だけ上昇すると、元のインピーダンス Z_0 に戻すことができる。すなわち、温度 T が $4T$ 上昇すること、検出コイル2の出力電圧即ち、ブリッジ回路3の出力電圧 e_0 位相は θ だけ変化するが、周波数 f を $4f$ だけ上昇させること

によつて、出力電圧 e_0 の位相を零にすることができる。これらの関係はギャップ d が変化しても変わらないので、位相 θ が常に零となるように周波数 f を制御することによつて、ギャップ d の変化による感度変化が防止することが可能となる。

本発明は上記実施例に限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施できる。

以上述べたように本発明による誘電流方式の温度検出装置は、被温度測定導体に対向して設置される検出コイルと、この検出コイルのインピーダンス変化を電圧変化として導出するブリッジ回路と、このブリッジ回路へ周波数可変の電源を供給する交流電源と、この交流電源の出力電圧と上記ブリッジ回路の出力電圧との位相差を検出する位相計と、この位相計で検出される位相差が零となるように上記交流電源の出力周波数を制御する周波数制御部とを備えたので、上記被温度測定導体の温度変化による上記検出

器、6…移相器、8…交流電源、9…位相計、
10…コントローラ。

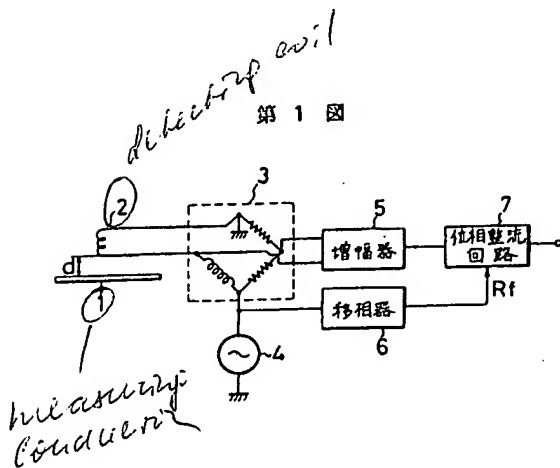
コイルの出力電圧の位相変化が常に零となるように上記検出コイルへ上記ブリッジ回路を介して印加する電圧の周波数を制御することにより、上記検出感度測定導体と検出コイルとのギャップ変化に対して上記ブリッジ回路の出力電圧 e_0 は変化し、ギャップが大きくなる程上記出力電圧 e_0 は小さくなるが、上記周波数制御により感度変化に対する周波数シフト量が一定となるので、上記ギャップが変化したとしても感度検出感度の変化を防止することが可能となる。

出願人代理人 井雄士 鈴江 武彦

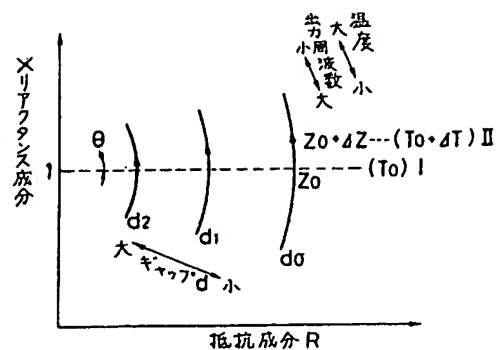
4. 図面の簡単な説明

第1図は従来の感度検出装置を示すブロック図、第2図(a) (b) (c)は従来第1図に示す感度検出装置の特性を説明するための特性図、第3図は検出コイルのインピーダンスと感度とギャップと周波数との関係を示す特性図、第4図は本発明による感度検出装置の一実施例を示すブロック図、第5図は同実施例の作用を説明するための特性図である。

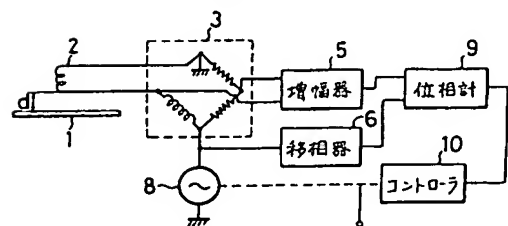
2…検出コイル、3…ブリッジ回路、5…増



第3図



第4図



第 5 図

